

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 09-321736

(43) Date of publication of application : 12.12.1997

(51)Int.Cl.

H04J 13/00  
// H04B 15/00

(21) Application number : 08-132436

(71)Applicant : SONY CORP

(22) Date of filing : 27.05.1996

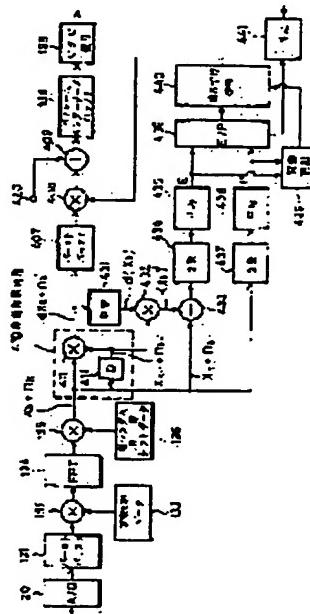
(72) Inventor : SUZUKI MITSUHIRO

**(54) RECEIVING METHOD AND RECEIVER**

**(57)Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To satisfactorily detect the noise power of a differentially modulated transmission signal.

**SOLUTION:** The symbol of a differentially demodulated received signal is judged by a judging means 431 and received data preceding by one symbol is made a signal differentially modulated again by a modulation means 432 through the use of this judged symbol to detect the difference between this signal differentially modulated again by a means 433. The noise power of the transmission signal is detected from this detected difference.



## **LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1898-2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY



2

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 差動変調された伝送信号を受信する受信方法において、差動復調した受信信号のシンボル判定を行い、この判定されたシンボルを用いて1シンボル前の受信データを再び差動変調された信号とし、この再び差動変調された信号と受信シンボルとの差より、伝送信号の雑音電力を検出するようにした受信方法。

【請求項2】 上記再び差動変調された信号と受信シンボルとの差を、2乗した後、平均化して伝送信号の雑音電力を検出するようにした請求項1記載の受信方法。

【請求項3】 受信シンボルを2乗した後に平均化した値と、上記再び差動変調された信号と受信シンボルとの差を2乗した後に平均化した値との比から、回線品質情報を得るようにした請求項2記載の受信方法。

【請求項4】 上記比の値に所定の減少関数を乗算した値を、回線品質情報をするようにした請求項3記載の受信方法。

【請求項5】 上記減少関数を乗算した値を、ビタビ復号における軟判定値としたようにした請求項4記載の受信方法。

【請求項6】 上記回線品質情報が、第1の値以下の場合に、送信電力過多であると判断し、第2の値以上の場合に、送信電力過少であると判断し、送信側に対する制御データを作成するようにした請求項4記載の受信方法。

【請求項7】 上記第1の値と上記第2の値と同じ値としたようにした請求項6記載の受信方法。

【請求項8】 上記減少関数として複数用意し、検出した回線品質に応じて使用する減少関数を切換えるようにした請求項4記載の受信方法。

【請求項9】 差動変調された伝送信号を受信する受信装置において、受信データを差動復調手段と、

該差動復調手段で復調した受信シンボルを判定するシンボル判定手段と、

該シンボル判定手段で判定されたシンボル情報を用いて1シンボル前の受信データを差動変調する差動変調手段と、

該差動変調手段の出力に基づいて伝送信号の雑音電力を検出する検出手段とを備えた受信装置。

【請求項10】 上記雑音電力の検出手段として、上記差動復調手段の出力と受信シンボルとの差を2乗する雑音電力2乗手段と、

該雑音電力2乗手段の出力を平均化する雑音電力平均化手段とを備えた請求項9記載の受信装置。

【請求項11】 受信シンボルを2乗する受信シンボル2乗手段と、

該受信シンボル2乗手段の出力を平均化する受信シンボ

ル平均化手段と、

上記雑音電力平均化手段の出力と上記受信シンボル平均化手段の出力との比から回線品質情報を得る演算手段とを備えた請求項10記載の受信装置。

【請求項12】 上記演算手段の出力に所定の減少関数を乗算する乗算手段とを備えた請求項11記載の受信装置。

【請求項13】 上記乗算手段の出力をビタビ復号における軟判定値としたようにした請求項12記載の受信装置。

【請求項14】 上記回線品質情報が、第1の値以下の場合に、送信電力過多であると判断し、第2の値以上の場合に、送信電力過少であると判断し、送信側に対する制御データを作成する制御手段とを備えた請求項12記載の受信装置。

【請求項15】 上記第1の値と上記第2の値と同じ値としたようにした請求項14記載の受信装置。

【請求項16】 回線品質の変動状態の検出手段を設け、

上記乗算手段で乗算する減少関数として複数用意し、上記変動状態の検出手段の出力に基づいて、乗算する減少関数を切換えるようにした請求項12記載の受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、例えば無線電話システム用に適用して好適な受信方法及び受信装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 無線電話システムなどの移動通信においては、一つの基地局に複数の移動局（端末装置）を接続させる多元接続が行われている。ここで、無線電話の場合には、一つの基地局を多数の移動局が共通に使用するため、各移動局間の干渉を避けるような種々の通信方式が提案されている。従来からあるこの種の通信方式としては、例えば周波数分割多元接続（FDMA：Frequency Division Multiple Access）、時分割多元接続方式（TDMA：Time Division Multiple Access）、符号分割多元接続方式（CDMA：Code Division Multiple Access）などがある。

【0003】 この内、CDMA方式は、各移動局に特定の符号を割り当て、同一搬送波（キャリア）の変調波をこの符号でスペクトラム拡散して同一基地局に送信し、受信側では各々符号同期をとり、所望の移動局を識別する多元接続方式である。

【0004】 即ち、基地局は、スペクトラム拡散でその帯域を全て占有しており、同一時間、同一周波数帯域を利用して各移動局に送信している。そして、各移動局では、基地局から送信された固定拡散帯域幅の信号を逆拡散して、該当する信号を取り出す。また、基地局は、互いに異なる拡散符号により、各移動局を識別している。

【0005】 このCDMA方式は、互いに符号を決めて

おけば、直接呼び出す毎に通信ができると共に、秘話性に優れており、携帯電話装置などの移動局を使用した無線伝送に適している。

#### 【0006】

【発明が解決しようとする課題】ところで、CDMA方式では、移動局間で厳密な直交関係をつくるのが困難であり、各移動局間の通信を完全に分離して扱うことはできず、一つの移動局との通信時に、他の移動局が干渉源になってしまう不都合がある。また、特定の帯域内でデータを拡散する方式であるので、予めデータを拡散する帯域幅(つまり伝送に使用する帯域幅)を定義する必要があり、伝送帯域幅を可変させることは困難である。

【0007】具体的に説明すると、例えば所定の符号によりスペクトラム拡散されて多重化された8つの移動局(ユーザー)の伝送信号から、逆拡散により特定のユーザーの伝送信号を取り出す場合のモデルを図19に示す。図19のAに示すように、符号により多重化されたU0~U7の8ユーザーの信号の内、ユーザーU0の信号を逆拡散により取り出そうとすると、図19のBに示すように、確かにユーザーU0の信号を取り出すことは出来るが、同じ基地局で扱う他のユーザーU1~U7の信号も干渉源となってノイズとなり、S/N特性が劣化してしまう。このため、CDMA方式を適用した無線伝送では、干渉分の劣化により電波の届きが悪くなり、サービスエリアが狭くなる。また、スペクトラム逆拡散の過程で得られる逆拡散利得分だけ他ユーザー干渉を抑圧するのみであるため、接続可能なユーザー(移動局)が制限されチャンネル容量が小さくなつた。

【0008】また、この種の多元接続が行われる通信システムにおいては、同時に存在する各伝送信号の送信電力を一定の範囲に揃えることが、他ユーザー干渉を抑圧する上で重要である。ところが、従来のCDMA方式などの多元接続を行う通信方式では、送信電力を制御するための処理が、必ずしも良好に行われるとは言えなかつた。

【0009】即ち、例えはある端末装置からの送信電力を一定範囲内に調整するためには、基地局側でこの端末装置から送信される信号を受信して、その伝送状態を検出して、その検出結果に基づいた送信出力の制御データを端末装置に対して伝送させる。そして、端末装置側でその伝送された制御データを判断して、該当する状態に送信出力を調整させる処理が行われる。

【0010】ここで、従来の受信信号から伝送状態を検出する構成の一例(この例はCDMA方式に特有の構成ではなく差動変調された信号を受信する一般的な構成の例である)を図20に示すと、例えは受信信号をAGC回路(自動利得調整回路)1で一定範囲内のゲインの信号とし、このAGC回路1の出力を差動復調回路2に供給して復調し、その復調出力をシンボル判定回路3に供給する。そして、このシンボル判定回路3の出力と、復

調回路2の出力を減算器4に供給し、両信号の差を検出する。この検出された差が雑音電力の推定値となる。ここで、この減算器4の減算出力は、2乗回路5で2乗されて絶対値化されると共に、その出力が平均回路6で平均化されて、雑音電力の平均値が算出される。

【0011】このような構成にて伝送信号の雑音電力が検出されるのであるが、正確に雑音電力を検出するためには、受信信号をAGC回路で一定のレベルに調整する必要があり、構成が複雑化する不都合があるが、干渉電力が変動する場合には、正確にAGC回路でレベル調整を行うのが困難であり、正しく雑音電力を推定することは困難であった。

【0012】本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、この種の伝送方式が適用される場合に、伝送信号の雑音電力を良好に検出できるようにすることを目的とする。

#### 【0013】

【課題を解決するための手段】この問題点を解決するために本発明は、差動復調した受信信号のシンボル判定を行い、この判定されたシンボルを用いて1シンボル前の受信データを再び差動変調された信号とし、この再び差動変調された信号と受信シンボルとの差より、伝送信号の雑音電力を検出するようにしたものである。

【0014】かかる処理を行うことによって、受信信号のレベル変動などに影響されない正確な雑音電力を検出できるようになる。

#### 【0015】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施例を図1~図18を参照して説明する。

【0016】まず、本例が適用される通信方式の構成について説明する。本例の通信方式の構成は、予め割当てられた帯域(Band)内に複数のサブキャリアを連続的に配置し、この1帯域内の複数のサブキャリアを1つの伝送路(バス)で同時に使用するいわゆるマルチキャリア方式としてあり、さらに1帯域内の複数のサブキャリアを一括して帯域分割(Division)して変調するもので、ここでは帯域分割多元接続(BDMA: Band Division Multiple Access)と称する。

【0017】以下、その構成について説明すると、図15は、本例の伝送信号のスロット構成を示す図で、縦軸を周波数を、横軸を時間としたものである。本例の場合には、周波数軸と時間軸とを格子状に分割した直交基底を与えるものである。即ち、1つの伝送帯域(1バンドスロット)が150KHzとされ、この150KHzの1伝送帯域内に、24本のサブキャリアを配置する。この24本のサブキャリアは、6.25kHz間隔で等間隔に連続的に配置され、1キャリア毎に0から23までのサブキャリア番号が付与される。但し、実際に存在するサブキャリアは、サブキャリア番号1から22までの22本としてあり、1バンドスロット内の両端部のサブ

キャリア番号0及び23についてはサブキャリアを立てないガードバンドとしてあり、電力を0としてある。

【0018】そして時間軸でみると、 $200\mu\text{s}$ 間隔で1タイムスロットが規定され、1タイムスロット毎に2本のサブキャリアにバースト信号が変調されて伝送される。そして、25タイムスロット（即ち5m秒）配置された状態が、1フレームと定義される。この1フレーム内の各タイムスロットには、0から24までのタイムスロット番号が付与される。図15中にハッティングを付与して示す範囲は、1バンドスロットの1タイムスロット区間を示すものである。なお、ここではスロット番号24のタイムスロットは、データが伝送されない期間とされる。

【0019】そして、この周波数軸と時間軸とを格子状に分割した直交基底を使用して、基地局が複数の移動局（端末装置）と同時に通信を行う多元接続を行うものである。ここで、各移動局との接続状態としては、図16に示す構成で行われる。図16は、1バンドスロット（実際には後述する周波数ホッピングにより使用するバンドスロットは切換わる）を使用して、基地局に接続される6つの移動局（ユーザー）U0, U1, U2…U5のタイムスロットの使用状態を示す図で、Rとして示すタイムスロットは受信スロットで、Tとして示すタイムスロットは送信スロットであり、基地局で規定されるフレームタイミングは図16のAに示すように24タイムスロット周期（25タイムスロット用意された内の最後のスロットであるスロット番号24は使用されない）で設定される。なお、ここでは送信スロットと受信スロットとは別の帯域を使用して伝送されるものとしてある。

【0020】例えば図16のBに示す移動局U0は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号0, 6, 12, 18が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号3, 9, 15, 21が使用され、それぞれのタイムスロットでバースト信号の受信又は送信を行う。また、図16のCに示す移動局U1は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号1, 7, 13, 19が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号4, 10, 16, 22が使用される。また、図16のDに示す移動局U2は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号2, 8, 14, 20が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号5, 11, 17, 23が使用される。また、図16のEに示す移動局U3は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号3, 9, 15, 21が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号0, 6, 12, 18が使用される。また、図16のFに示す移動局U4は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号4, 10, 16, 22が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号1, 7, 13, 22が使用される。

さらに、図16のGに示す移動局U5は、受信スロットとして1フレーム内のタイムスロット番号5, 11, 16, 22が使用され、送信スロットとしてタイムスロット番号2, 8, 14, 20が使用される。

【0021】このように1バンドスロットに6つの移動局が接続される6TDMA（時分割多元接続）が行われるが、各移動局側から見ると、1タイムスロット期間の受信及び送信を行った後に、次の送信又は受信が行われるまで2タイムスロット期間（即ち $400\mu\text{s}$ ）の余裕があり、この余裕を使用して、タイミング処理と周波数ホッピングと称される処理を行う。即ち、各送信スロットTの前の約 $200\mu\text{s}$ 間には、送信タイミングを基地局側からの信号のタイミングに合わせるタイミング処理TAを行う。そして、各送信スロットTが終了した約 $200\mu\text{s}$ 後には、送信及び受信を行うバンドスロットを別のバンドスロットに切換える周波数ホッピングを行う。この周波数ホッピングにより、例えば1つの基地局に用意された複数のバンドスロットを各移動局で均等に使用する。

【0022】即ち、1つの基地局には複数のバンドスロットを割当てる。例えば1つの基地局で1つのセルが構成されるセルラ方式のシステムである場合で、1つのセルに1, 2MHzの帯域が割当てられている場合には、8バンドスロットを1つのセルに配置することができる。同様に、1つのセルに2, 4MHzの帯域が割当てられている場合には、16バンドスロットを1つのセルに配置することができ、1つのセルに4, 8MHzの帯域が割当てられている場合には、32バンドスロットを1つのセルに配置することができ、1つのセルに9, 6MHzの帯域が割当てられている場合には、64バンドスロットを1つのセルに配置することができる。そして、この1つのセルに割当てられた複数のバンドスロットを均等に使用するよう、周波数ホッピングと称される周波数切換え処理を行う。なお、本例の場合には1つのセルに連続した帯域の複数のバンドスロットを配置する。

【0023】図17は、セルの理想的な配置例を示し、このような状態でセルが配置されている場合には、第1の帯域を使用するグループG<sub>a</sub>のセルと、第2の帯域を使用するグループG<sub>b</sub>のセルと、第3の帯域を使用するグループG<sub>c</sub>のセルとの3つの周波数割当てを行えば良い。即ち、1セルで8バンドスロット使用する場合には、図18のA及びBに示すように、連続した8バンドスロットでグループG<sub>a</sub>の帯域を用意すると共に、次の連続した8バンドスロットでグループG<sub>b</sub>の帯域を用意し、更に次の連続した8バンドスロットでグループG<sub>c</sub>の帯域を用意する。この場合、図18のCに示すように、各バンドスロット内には22本のサブキャリアが立てられ、この複数のサブキャリアを同時に使用したマルチキャリアでの伝送が行われるが、図16に示すように、このマルチキャリアで伝送するバンドスロットを切

換える周波数ホッピングを行いながら、セル内の移動局との通信を行う。

【0024】このように通信を行う状態を設定することで、各移動局と基地局との間で伝送される信号は、他の信号に対して直交性が保たれた状態となり、他の信号の干渉を受けることなく、該当する信号だけを良好に取り出すことができる。そして、周波数ホッピングにより伝送するバンドスロットを随時切換えるので、各基地局に用意された伝送帯域が有効に活用され、効率の良い伝送ができる。この場合、上述したように1つの基地局（セル）に割当てる周波数帯域を、自由に割当てることができるので、使用される状況に応じた自由なシステム設定が可能になる。

【0025】次に、以上説明したシステム構成にて基地局と通信が行われる端末装置（移動局）の構成について説明する。ここでは、基地局から端末装置への下り回線として2.0GHz帯を使用し、端末装置から基地局への上り回線として2.2GHz帯を使用するものとして説明する。

【0026】図1は、端末装置の構成を示す図で、まず受信系について説明すると、送受信兼用のアンテナ11はアンテナ共用器12に接続してあり、このアンテナ共用器12の受信信号出力側には、バンドパスフィルタ13、受信アンプ14、混合器15が直列に接続している。ここで、バンドパスフィルタ13は、2.0GHz帯を抽出する。そして、混合器15で周波数シンセサイザ31が出力する1.9GHzの周波数信号を混合し、受信信号を100MHz帯の中間周波信号に変換する。なお、周波数シンセサイザ31は、PLL回路（フェーズ・ロックド・ループ回路）で構成され、温度補償型基準発振器（TCXO）32が出力する19.2MHzを、1/128分周器33で分周して生成させた150kHzを基準として、1.9GHz帯の150kHz間隔の信号（即ち1バンドスロット間隔）を生成させるシンセサイザである。この端末装置で使用される後述する他の周波数シンセサイザについても、同様にPLL回路で構成される。

【0027】そして、混合器15が出力する中間周波信号を、バンドパスフィルタ16と可変利得アンプ17を介して復調用の2個の混合器18I、18Qに供給する。また、周波数シンセサイザ34が出力する100MHzの周波数信号を、移相器35で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器18Iに供給し、他方を混合器18Qに供給し、それぞれ中間周波信号に混合させ、受信したデータに含まれるI成分及びQ成分を抽出する。なお、周波数シンセサイザ34は、1/128分周器33で分周して生成させた150kHzを基準として、100MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0028】そして、抽出したI成分をローパスフィル

タ19Iを介してアナログ/デジタル変換器20Iに供給し、デジタルIデータに変換する。また、抽出したQ成分をローパスフィルタ19Qを介してアナログ/デジタル変換器20Qに供給し、デジタルQデータに変換する。ここで、各アナログ/デジタル変換器20I、20Qは、TCXO32が出力する19.2MHzを、1/96分周器36で分周して生成させた200kHzを変換用のクロックとして使用するものである。

【0029】そして、アナログ/デジタル変換器20I、20Qが出力するデジタルIデータ及びデジタルQデータを、復調及びデコーダ21に供給し、復号された受信データを端子22を得る。なお、復調及びデコーダ21には、TCXO32が出力する19.2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、1/96分周器36が出力する200kHzを1/40分周器37で分周して生成させた5kHzがクロックとして供給される。この5kHzのクロックは、スロットタイミングデータを生成させるのに使用される。即ち、本例の場合には上述したように1タイムスロットが200μ秒であるが、周波数が5kHzの信号は1周期が200μ秒であり、この5kHzの信号に同期してスロットタイミングデータを生成させる。

【0030】次に、端末装置の送信系の構成を説明すると、端子41に得られる送信データを、変調及びエンコーダ42に供給し、送信用の符号化及び変調処理を行い、送信用のデジタルIデータ及びデジタルQデータを生成させる。ここで、この変調及びエンコーダ42には、TCXO32が出力する19.2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、1/40分周器37で分周して生成させた5kHzがスロットタイミング生成用のデータとして供給される。そして、変調及びエンコーダ42が出力するデジタルIデータ及びデジタルQデータをデジタル/アナログ変換器43I及び43Qに供給し、アナログI信号及びアナログQ信号に変換し、この変換されたI信号及びQ信号をローパスフィルタ44I及び44Qを介して混合器45I及び45Qに供給する。また、周波数シンセサイザ38が出力する300MHzの周波数信号を、移相器39で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器45Iに供給し、他方を混合器45Qに供給し、それぞれI信号及びQ信号と混合して、300MHz帯の信号とし、加算器46で1系統の信号とする直交変調を行う。なお、周波数シンセサイザ38は、1/128分周器33で分周して生成させた150kHzを基準として、300MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0031】そして、加算器46が出力する300MHz帯に変調された信号を、送信アンプ47、バンドパスフィルタ48を介して混合器49に供給し、周波数シンセサイザ31が出力する1.9GHz帯の周波数信号を

9

混合し、2.2GHz帯の送信周波数に変換する。そして、この送信周波数に周波数変換された送信信号を、送信アンプ（可変利得アンプ）50及びバンドパスフィルタ51を介してアンテナ共用器12に供給し、このアンテナ共用器12に接続されたアンテナ11から無線送信させる。なお、送信アンプ50の利得を制御することにより、送信出力が調整される。この送信出力の制御は、例えば基地局側から受信した出力制御データに基づいて行われる。

【0032】また、TCXO32が出力する19.2MHzの信号は、1/2400分周器40に供給されて、8kHzの信号とされ、この8kHzの信号を音声処理系の回路（図示せず）に供給する。即ち、本例の端末装置では、基地局との間で伝送する音声信号は、8kHzでサンプリング（又はその倍数の周波数でオーバーサンプリング）するようにしてあり、音声信号のアナログ/デジタル変換器やデジタル/アナログ変換器、或いは音声データ圧縮・伸長処理用のデジタルシグナルプロセッサ（DSP）などの音声データ処理回路で必要なクロックを、1/2400分周器40から得るようにしてある。

【0033】次に、この構成の端末装置の送信系のエンコーダ及びその周辺の詳細な構成を、図2を参照して説明する。送信データは、疊み込み符号化器101に供給して、疊み込み符号化を行う。ここでの疊み込み符号化としては、例えば拘束長k=7、符号化率R=1/3の符号化を行う。図3は、この拘束長k=7、符号化率R=1/3の疊み込み符号化器の構成を示す図で、入力データを6個直列に接続された遅延回路101a, 101b, ..., 101fに供給し、連続した7ビットのデータのタイミングを一致させ、Ex-ORゲート101g, 101h, 101iでこの7ビットの内の所定のデータの排他的論理和をとり、各Ex-ORゲート101g, 101h, 101iの出力をシリアル/パラレル変換回路101jでパラレルデータに変換して疊み込み符号化されたデータを得る。

【0034】図2の説明に戻ると、この疊み込み符号化器101の出力を、4フレームインターリーブバッファ102に供給し、4フレーム（20m秒）に跨がったデータのインターリーブを行う。そして、このインターリーブバッファ102の出力を、DQPSKエンコーダ110に供給し、DQPSK変調を行う。即ち、供給されるデータに基づいて、DQPSKシンボル生成回路111で対応したシンボルを生成させ、このシンボルを乗算器112の一方の入力に供給し、この乗算器112の乗算出力を遅延回路113で1シンボル遅延させて他方の入力に戻して、DQPSK変調を行う。そして、このDQPSK変調されたデータを、乗算器103に供給して、ランダム位相シフトデータを、変調データに乗算する

処理を行い、データの位相を見かけ上ランダムに変化させる。

【0035】そして、乗算器103の出力を、FFT回路（高速フーリエ変換回路）105に供給し、高速フーリエ変換による演算で時間軸上のデータの周波数変換処理を行い、6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されたいわゆるマルチキャリアデータとする。なお、高速フーリエ変換を行うFFT回路は、2の巾乗倍のサブキャリアを生成させる構成が比較的簡単に構成でき、本例のFFT回路105では、2<sup>5</sup>である32本のサブキャリアを生成させる能力のあるものを使用し、その内の連続した22本のサブキャリアに変調されたデータを出力する。そして、本例のFFT回路105で扱う送信データの変調レートは200kHzとしてあり、この200kHzの変調レートの信号から32本のマルチキャリアに変換する処理を行うことで、200kHz ÷ 32 = 6.25kHzとなり、6.25kHz間隔のマルチキャリア信号が得られる。

【0036】そして、この高速フーリエ変換でマルチキャリアとされたデータを乗算器107に供給し、窓がけデータ発生回路106が输出する時間波形を乗算する処理を行う。この時間波形としては、例えば図4のAに示すように、送信側では1つの波形の長さT<sub>W</sub>が約200μ秒（即ち1タイムスロット期間）の波形とされる。但し、その両端部T<sub>TR</sub>（約15μ秒間）は、なだらかに波形のレベルが変化するようにしてあり、図4のBに示すように、時間波形を乗算させる際には、隣接する時間波形と一部が重なるようにしてある。

【0037】再び図2の説明に戻ると、乗算器107で時間波形が乗算された信号を、バーストバッファ108を介して加算器109に供給し、この加算器109で制御データセレクタ121が输出する制御データを所定位に加算する。ここで加算する制御データとしては、送信出力の制御を指示する制御データであり、受信信号の状態を判断した結果を端子122から得て、セレクタ121でこの制御データを設定する。なお、受信信号の状態を判断したデータを、端子122に得る構成については後述する。

【0038】ここで、セレクタ121には、3つの制御データメモリ123, 124, 125（実際には1つのメモリのエリアを分割して構成させても良い）が接続され、送信出力を小さくする制御データ（-1データ）がメモリ123に、送信出力を変化させない制御データ（±0データ）がメモリ124に、送信出力を大きくする制御データ（+1データ）がメモリ125に、それぞれ記憶させてある。この場合に記憶される制御データとしては、該当する制御データを乗算器107までのエンコーダで送信用に変調処理した場合のデータに相当するデータとしてある。

【0039】具体的には、送信データは直交するI軸と

Q軸で形成される平面上で変化する位相変調されたデータであり、図5に示す平面上の円に沿って変化するデータである。そして、データ(I, Q)が(0, 0)の位置を±0データとしてあり、この位置から90度遅れた位置(1, 0)を-1データとしてあり、±0データの位置から90度進んだ位置(0, 1)を+1データとしてある。そして、(1, 1)の位置については、送信出力の制御データとしては未定義としてあり、受信側でこの位置のデータを判別したときには±0データと見なして送信出力を変化させない。但し、この図5に示す信号位相は、マルチキャリア信号に変調される前の位相であり、実際にはこの信号位相のデータをマルチキャリア信号に変調すると共に、時間波形を乗算することで生成されるデータが、各メモリ123, 124, 125に記憶させてある。

【0040】そして、加算器109でこの制御データが加算された送信データを、デジタル／アナログ変換器43(図1のデジタル／アナログ変換器43I, 43Qに相当)に供給し、変換用のクロックとして200kHzを使用してアナログ信号とする。

【0041】次に、本例の端末装置の受信系のデコーダ及びその周辺の詳細な構成を、図6を参照して説明する。200kHzのクロックを使用してアナログ／デジタル変換器20(図1のアナログ／デジタル変換器20I, 20Qに相当)で変換されたデジタルデータを、バーストバッファ133を介して乗算器131に供給し、逆窓がけデータ発生回路133が出力する時間波形を乗算する。この受信時に乗算する時間波形は、図4のAに示す形状の時間波形であるが、その長さT#を160μ秒として送信時よりも短い時間波形としてある。

【0042】そして、この時間波形が乗算された受信データを、FFT回路134に供給し、高速フーリエ変換処理により周波数軸と時間軸との変換処理を行い、6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されて伝送されたデータを時間軸が連続した1系統のデータとする。ここでの変換処理では、送信系でのFFT回路での変換処理と同様に、 $2^5$ である32本のサブキャリアを処理させる能力のあるものを使用し、その内の連続した22本のサブキャリアに変調されたデータを変換して出力する。そして、本例のFFT回路134で扱う送信データの変調レートは200kHzとしてあり、32本のマルチキャリアを処理できることで、 $200\text{kHz} \div 32 = 6.25\text{kHz}$ となり、6.25kHz間隔のマルチキャリア信号の変換処理ができる。

【0043】そして、FFT回路134で高速フーリエ変換されて1系統とされた受信データを、乗算器135に供給し、逆ランダム位相シフトデータ発生回路136が出力する逆ランダム位相シフトデータ(このデータは送信側のランダム位相シフトデータと同期して変化するデータ)を乗算し、元の位相のデータに戻す。

【0044】そして、元の位相に戻されたデータを、差動復調回路137に供給し、差動復調させ、この差動復調されたデータを4フレームディンターリープバッファ138に供給し、送信時に4フレームにわたってインターリープされたデータを元のデータ配列とし、このディンターリープされたデータをビタビ復号化器139に供給し、ビタビ復号を行う。そして、ビタビ復号されたデータをデコーダされた受信データとして後段の受信データ処理回路(図示せず)に供給する。

【0045】ここまで説明した処理のタイミングを、図7に示す。まず、受信系ではタイミングR11で1タイムスロットのデータを受信し、受信と同時にアナログ／デジタル変換器20でデジタルデータに変換され、バーストバッファ131に記憶される。そして、この記憶された受信データが次のタイミングR12で時間波形の乗算、高速フーリエ変換、逆ランダム位相シフトデータの乗算、差動復調、ビタビ復号などの復調処理が行われた後、次のタイミングR13でデータ処理によるデコードが行われる。

【0046】そして、タイミングR11から6タイムスロット後のタイミングR21からタイミングR23で、タイミングR11～R13と同じ処理が行われ、以後繰り返し処理される。

【0047】そして送信系では、受信と3タイムスロットずれたタイミングで送信が行われる。即ち、所定のタイミングT11で送信データのエンコードが行われ、このエンコードされたデータが、次のタイミングT12で1バースト分の送信データとする変調処理が行われ、送信系のバーストバッファ108に一旦記憶される。そして、受信タイミングR11から3タイムスロット遅れたタイミングT13で、バーストバッファ108に記憶された送信データをデジタル／アナログ変換器43で変換した後、送信処理してアンテナ11から送信させる。そして、タイミングT11から6タイムスロット後のタイミングT21からタイミングT23で、タイミングT11～T13と同じ処理が行われ、以後繰り返し処理される。

【0048】このようにして受信と送信とが時分割で間欠的に行われる所以であるが、本例の場合には、送信データに付加する送信出力の制御データ(コントロールビット)を、図2で説明したように送信時に送信出力の制御データを、送信用のエンコード処理が終了した後に、加算器109で加算するようにしたことで、受信データの状態を送信する制御データに迅速に反映させることができる。即ち、例えばタイミングR11で受信したバースト信号の受信状態は、タイミングR12での復調の途中で検出され、通信を行う相手(基地局)に知らせる送信出力の制御状態の判断が行われる(図7にコントロールビット算出と示すタイミングでの処理、その詳細については後述する)。そして、このコントロールビットが

40

50

このようにして受信と送信とが時分割で間欠的に行われる所以であるが、本例の場合には、送信データに付加する送信出力の制御データ(コントロールビット)を、図2で説明したように送信時に送信出力の制御データを、送信用のエンコード処理が終了した後に、加算器109で加算するようにしたことで、受信データの状態を送信する制御データに迅速に反映させることができる。即ち、例えばタイミングR11で受信したバースト信号の受信状態は、タイミングR12での復調の途中で検出され、通信を行う相手(基地局)に知らせる送信出力の制御状態の判断が行われる(図7にコントロールビット算出と示すタイミングでの処理、その詳細については後述する)。そして、このコントロールビットが

算出されると、この算出された結果を端子122からセレクタ121に送り、バーストバッファ108に記憶された送信データに該当する制御データを付与させる処理を行い、タイミングT13で送信するバースト信号に、直前に受信した状態に基づいた送信出力の制御データを付与する。

【0049】そして、通信を行う相手側（基地局）では、このタイミングT13で伝送される制御データを判断することで、次のタイミングR21のスロットで基地局からバースト信号を送信する際に、その送信出力の制御を該当する状態に制御することで、1周期前に送信されたバースト信号の受信状態に基づいて、次に送出されるバースト信号の送信出力の制御が行われることになる。従って、バースト信号が伝送される1周期毎に、送信出力が的確に制御されることになり、1台の基地局との間で同時期に行われる複数のバスの伝送信号の送信出力を一定にほぼ揃えることが可能になる。

【0050】もし、本例のように送信出力の制御データをメモリに予め用意して加算する処理を行わない場合には、例えば図7の例の場合では、タイミングR11で受信した結果が、タイミングR12での復調で判断された後、その受信結果に基づいた制御データのタイミングT21でのエンコード及びタイミングT22での変調が行われて、タイミングT23で送出されるバースト信号で、タイミングR11での受信結果に基づいた制御データが送出されることになり、1周期毎に送信出力の制御を行うことは不可能である。なお、ここでは端末装置側で基地局からの送信出力を制御するデータの生成処理について説明したが、基地局側でも同様に端末装置からの送信出力を制御するデータを生成するようにしても良いことは勿論である。

【0051】次に、このような制御に使用するコントロールビット算出処理である伝送信号の状態の測定処理について説明する。ここでは、伝送信号の雑音電力を検出するものとしてあり、その構成を図8に示す。この図8の構成において、アナログ/デジタル変換器20でデジタルデータ化された受信データに時間波形を乗算して、FFT回路134でマルチキャリア信号をシンボル系列のデータとし、このシンボル系列のデータに乗算器135で逆ランダム位相シフトデータを乗算し、元の位相のデータに戻すまでの構成は、図6で説明したデコーダの構成と同じである。

【0052】そして、このシンボル系列の受信データを、差動復調回路410に供給し、受信シンボル系列のデータと、遅延回路412で1シンボル遅延させて1シンボル前の受信データとを乗算器411で乗算して、差動復調する。この差動復調されたデータを、バーストバッファ407を介して乗算器408に供給する。この乗算器408では、後述する処理でビタビ復号されたデータの軟判定値のデータが供給され、この軟判定値のデータを乗算器408の出力を加算器409に供給し、この受信装置が複数の受信系を備えるいわゆるダイバーシティ受信装置の場合には、ここまでの処理と同じ受信処理を行う別の系（図示せず）からの受信信号が端子420から加算器409に供給されて、1系統の受信データに合成される（従ってダイバーシティ受信装置でない場合には加算器409は不要）。

【0053】そして、加算器409の出力を4フレームディンターリーブバッファ138に供給し、送信時に4

フレームにわたってインターリーブされたデータを元のデータ配列とし、このディンターリーブされたデータをビタビ復号化器139に供給し、ビタビ復号を行う。

【0054】そして、雑音電力を検出する構成として、差動復調回路410で復調されたシンボルを判定するシンボル判定回路431を設け、このシンボル判定回路431で判定されたシンボル系列のデータを、差動変調回路432に供給する。そして、差動復調回路410内の遅延回路412が送出する1シンボル前のデータを、差動変調回路432に供給し、判定されたシンボル系列を1シンボル前のデータで再び差動変調されたデータとする。

【0055】そして、この差動変調されたデータを、減算器433に供給する。また、乗算器135が出力する受信データを減算器433に供給し、この再度差動変調されたデータと受信データ（現シンボル）との差分を、減算器433で検出する。この減算器433で検出される差分を、伝送路における雑音とみなす。そして、検出された差分のデータを、2乗回路434に供給し、絶対値化すると共に、この2乗回路434の出力を平均化回路435に供給し、データの平均値を算出し、雑音電力推定値Eとする。そして、算出された平均値（雑音電力推定値E）を、比率算定回路436に供給すると共に、変動検出回路439に供給する。

【0056】また、乗算器135が出力する受信データを、2乗回路437に供給し、絶対値化すると共に、この2乗回路437の出力を平均化回路438に供給し、データの平均値を算出し、受信シンボルのパワーPとする。そして、算出された平均値（受信シンボルのパワーP）を、比率算定回路436に供給すると共に、変動検出回路439に供給する。

【0057】そして、比率算定回路436では供給されるデータの比率、即ち〔雑音電力推定値E/受信シンボルのパワーP〕（以下単にE/Pと称する）を算出する。そして、この求めたE/Pの値を、重みづけ処理回路440に供給し、予め設定された重みづけ処理を行い、重みづけ処理回路440で重みづけ処理が行われた値Wを得る。そして、この重みづけされた値Wを、受信データをビタビ復号するための軟判定値とし、この軟判定値を乗算器408に供給する。ここで、重みづけ処理を行う例を図9に示すと、重みづけされた値Wを受信シ

ンボル系列の尤度と見なし、図9に示すように、重みづけされた値Wを縦軸、E/Pを横軸とした場合、右下がりの減少関数としてある。この右下がりの減少関数は、次式で定義される。

【0058】

【数1】

$$e - (E/P)^z$$

【0059】また、比率算定回路436で算出されたE/Pの値を、雑音電力判定回路441に供給し、雑音電力の判定処理を行い、判定されたデータを端子122(図2参照)に供給する。

【0060】ここで、この雑音電力判定回路441での判定処理としては、例えば図10に示すように行われる。即ち、E/Pの値が第1の閾値Th1以下であるとき、送信電力過多(即ち品質が良すぎる)と判断して、-1データを生成させ、相手(基地局)に対して送信出力を低下させる制御データを出力する。また、E/Pの値が第2の閾値Th2以上であるとき、送信電力過少(即ち品質が悪い)と判断して、+1データを生成させ、送信出力を増大させる制御データを出力する。さらに、E/Pの値が第1の閾値Th1と第2の閾値Th2の間であるとき、送信電力が適正であると判断して、±0データを生成させて、送信電力を維持させる制御データを出力させる。

【0061】なお、ここでは第1の閾値Th1と第2の閾値Th2とを設けて処理するようにしたが、例えば第1の閾値Th1と第2の閾値Th2と同じ値として、送信出力の低下と増大の2値だけを指示する制御データを生成させても良い。このようにするとそれだけ制御が簡単になる。

【0062】また本例の場合には、変動検出回路439で、E/Pの値の変動を検出するようにしてあり、この検出結果に基づいて、重みづけ処理回路440での重みづけ状態、即ち減少関数の閾値を変化させるようにしても良い。図11は、その場合の例を示す図で、例えば減少関数として図11に示すa, b, cの3種類用意して、変動検出回路439で検出されるE/Pの値の変動が最も激しい場合(例えば周波数ホッピングなどでペースト毎に干渉量が大きく変化する場合)には、減少関数aを使用して大きな重みづけを行うようにし、E/Pの値の変動が少なくなるに従って、使用的減少関数を特性b, cと切換え、定常雑音下のときには重みづけが最も少ない特性cを使用するように設定する。このようにすることで、適正に重みづけされたデータが得られる。

【0063】なお、ここでは変動検出回路439でE/Pの値から変動を検出するようにしたが、雑音電力推定値Eの変動だから変動を検出するようにしても良い。

【0064】次に、基地局の構成を、図12を参照して説明する。この基地局での送受信を行う構成は、基本的

には端末装置側の構成と同じであるが、複数台の端末装置と同時に接続される多元接続を行うための構成が端末装置とは異なる。

【0065】まず、図12に示す受信系の構成について説明すると、送受信兼用のアンテナ211はアンテナ共用器212に接続しており、このアンテナ共用器212の受信信号出力側には、バンドパスフィルタ213、受信アンプ214、混合器215が直列に接続している。

ここで、バンドパスフィルタ213は、2.2GHz帯を抽出する。そして、混合器215で周波数シンセサイザ231が出力する1.9GHzの周波数信号を混合し、受信信号を300MHz帯の中間周波信号に変換する。なお、周波数シンセサイザ231は、PLL回路

(フェーズ・ロックド・ループ回路)で構成され、温度補償型基準発振器(TCXO)232が出力する19.2MHzを、1/128分周器233で分周して生成させた150kHzを基準として、1.9GHz帯の150kHz間隔の信号(即ち1バンドスロット間隔)を生成させるシンセサイザである。この基地局で使用される後述する他の周波数シンセサイザについても、同様にPLL回路で構成される。

【0066】そして、混合器215が出力する中間周波信号を、バンドパスフィルタ216と受信アンプ217を介して復調用の2個の混合器218I, 218Qに供給する。また、周波数シンセサイザ234が出力する300MHzの周波数信号を、移相器235で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器218Iに供給し、他方を混合器218Qに供給し、それぞれ中間周波信号に混合させ、受信したデータに含まれるI成分及びQ成分を抽出する。なお、周波数シンセサイザ234は、1/128分周器233で分周して生成させた150kHzを基準として、300MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0067】そして、抽出したI成分をローパスフィルタ219Iを介してアナログ/デジタル変換器220Iに供給し、デジタルIデータに変換する。また、抽出したQ成分をローパスフィルタ219Qを介してアナログ/デジタル変換器220Qに供給し、デジタルIデータに変換する。ここで、各アナログ/デジタル変換器220I, 220Qは、TCXO232が出力する19.2MHzを、1/3分周器236で分周して生成させた6.4MHzを変換用のクロックとして使用するものである。

【0068】そして、アナログ/デジタル変換器220I, 220Qが出力するデジタルIデータ及びデジタルQデータを、復調部221に供給し、復調されたデータをデマルチプレクサ222に供給して、各端末装置からのデータに分割し、分割されたデータを同時に接続される端末装置の数(1バンドスロット当たり6台)だけ用意されたデコーダ223a, 223b…223nに個

別に供給する。なお、復調部221、デマルチブレクサ222及びデコーダ223a、223b…223nには、TCXO32が出力する19.2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、1/3分周器236が出力する6.4MHzを1/1280分周器237で分周して生成させた5kHzがスロットタイミングデータとして供給される。

【0069】次に、基地局の送信系の構成を説明すると、同時に通信を行う相手（端末装置）毎に用意されたエンコーダ241a、241b…241nで個別に符号化された送信データを、マルチブレクサ242で合成し、このマルチブレクサ242の出力を変調部243に供給し、送信用の変調処理を行い、送信用のデジタルIデータ及びデジタルQデータを生成させる。なお、各エンコーダ241a～241n、マルチブレクサ242及び変調部243には、TCXO32が出力する19.2MHzがクロックとしてそのまま供給されると共に、1/1280分周器237が出力する5kHzがクロックとして供給される。

【0070】そして、変調部243が出力するデジタルIデータ及びデジタルQデータを、デジタル／アナログ変換器244I及び244Qに供給し、アナログI信号及びアナログQ信号に変換し、この変換されたI信号及びQ信号をローパスフィルタ245I及び245Qを介して混合器246I及び246Qに供給する。また、周波数シンセサイザ238が出力する100MHzの周波数信号を、移相器239で90度位相がずれた2系統の信号とし、この2系統の周波数信号の一方を混合器246Iに供給し、他方を混合器246Qに供給し、それぞれI信号及びQ信号と混合して、100MHz帯の信号とし、加算器247で1系統の信号とする直交変調を行う。なお、周波数シンセサイザ238は、1/128分周器233で分周して生成させた150kHzを基準として、100MHz帯の信号を生成させるシンセサイザである。

【0071】そして、加算器247が出力する100MHz帯に変調された信号を、送信アンプ248、バンドパスフィルタ249を介して混合器250に供給し、周波数シンセサイザ231が出力する1.9GHz帯の周波数信号を混合し、2.0GHz帯の送信周波数に変換する。そして、この送信周波数に周波数変換された送信信号を、送信アンプ251及びバンドパスフィルタ252を介してアンテナ共用器212に供給し、このアンテナ共用器212に接続されたアンテナ211から無線送信させる。

【0072】また、TCXO232が出力する19.2MHzの信号は、1/2400分周器240に供給されて、8kHzの信号とされ、この8kHzの信号を音声処理系の回路（図示せず）に供給する。即ち、本例の基地局では、端末装置との間で伝送する音声信号は、8k

Hzでサンプリング（又はその倍数の周波数でオーバーサンプリング）するようにしてあり、音声信号のアナログ／デジタル変換器やデジタル／アナログ変換器、或いは音声データ圧縮・伸長処理用のデジタルシグナルプロセッサ（DSP）などの音声データ処理回路で必要なクロックを、1/2400分周器240から得るようにしてある。

【0073】次に、基地局で送信データをエンコードして変調する構成の詳細を、図13を参照して説明する。ここではN個（Nは任意の数）の端末装置（ユーザー）と同時に多元接続を行うものとすると、各端末装置のユーザーへの送信信号U0、U1…UNは、それぞれ別の疊み込み符号化器311a、311b…311nに供給して、個別に疊み込み符号化を行う。ここで疊み込み符号化としては、例えば拘束長k=7、符号化率R=1/3の符号化を行う。

【0074】そして、それぞれの系で疊み込み符号化されたデータを、それぞれ4フレームインターリープバッファ312a、312b…312nに供給し、4フレーム（20m秒）に跨がったデータのインターリープを行う。そして、各インターリープバッファ312a、312b…312nの出力を、それぞれDQPSKエンコーダ320a、320b…320nに供給し、DQPSK変調を行う。即ち、供給されるデータに基づいて、DQPSKシンボル生成回路321a、321b…321nで対応したシンボルを生成させ、このシンボルを乗算器322a、322b…322nの一方の入力に供給し、この乗算器322a、322b…322nの乗算出力を各遅延回路323a、323b…323nで1シンボル遅延させて他方の入力に戻して、DQPSK変調を行う。そして、このDQPSK変調されたデータを、それぞれ乗算器313a、313b…313nに供給して、ランダム位相シフトデータ発生回路314a、314b…314nが個別に出力するランダム位相シフトデータを、変調データに乗算する処理を行い、それぞれのデータの位相を見かけ上ランダムに変化させる。

【0075】そして、各乗算器313a、313b…313nの出力を、それぞれ別の乗算器314a、314b…314nに供給し、各系毎に送信パワーコントロール回路316a、316b…316nが出力するコントロールデータを乗算して、送信出力の調整を行う。この送信出力の調整としては、各系毎に接続される端末装置から伝送されるバースト信号に含まれる出力制御データに基づいて、調整を行うもので、その制御データの詳細については既に図5で説明した通りである。即ち、(I, Q)データで(0, 0)及び(1, 1)となる制御データを受信データから判別したとき、送信出力をそのままとし、(0, 1)となる制御データを受信データから判別したとき、送信出力を大きくさせ、(1,

0) となる制御データを受信データから判別したとき、送信出力を小さくさせる。

【0076】なお、(1, 1) となる制御データは、実際には送信側では存在しないデータであるが、この(1, 1) となるデータを受信側で判断したとき、出力を変化させないように設定したこと、例えば(1, 0) となる制御データ（即ち出力を小さくさせるデータ）が何らかの要因で90度位相がずれて、受信側で(1, 1) 又は(0, 0) と誤判断されたとき、少なくとも出力が大きく調整される逆方向の誤処理を防止できる。同様に、(0, 1) となる制御データ（即ち出力を大きくさせるデータ）が何らかの要因で90度位相がずれて、受信側で(1, 1) 又は(0, 0) と誤判断されたとき、少なくとも出力が小さく調整される逆方向の誤処理を防止できる。

【0077】図13の説明に戻ると、各乗算器314a, 314b … 314n が outputする送信データを、マルチプレクサ242に供給し、合成する。ここで、本例のマルチプレクサ242で合成する際には、その合成する周波数位置を150kHz単位で切換えられるようにしてあり、この切換えを制御することで、各端末装置に対して送信されるバースト信号の周波数切換えを行う。即ち、本例の場合には図16などで説明したように、周波数ホッピングと称されるバンドスロット単位での周波数の切換えを行うようにしてあるが、その周波数切換えを、マルチプレクサ242での合成時の処理の切換えにより実現している。

【0078】そして、マルチプレクサ242で合成されたデータを、FFT回路332に供給し、高速フーリエ変換による演算で時間軸上のデータの周波数変換処を行い、1バンドスロット当たり6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されたいわゆるマルチキャリアデータとする。そして、この高速フーリエ変換でマルチキャリアとされたデータを乗算器333に供給し、窓がけデータ発生回路334が outputする時間波形を乗算する処理を行う。この時間波形としては、例えば図4のAに示すように、送信側では1つの波形の長さTuが約200μ秒（即ち1タイムスロット期間）の波形とされる。但し、その両端部TR（約15μ秒間）は、なだらかに波形のレベルが変化するようにしてあり、図4のBに示すように、時間波形を乗算する際には、隣接する時間波形と一部が重なるようにしてある。

【0079】そして、乗算器333で時間波形が乗算された信号を、バーストバッファ335を介してデジタル／アナログ変換器244（図12での変換器2441, 244Qに相当）に供給し、アナログI信号及びアナログQ信号とし、図12の構成にて送信処理する。

【0080】本例の基地局の場合には、このように変調処理の途中のマルチプレクサ242で周波数ホッピングと称されるバンドスロットの切換え処理を行うことで、

送信系の構成を簡単することができる。即ち、本例のように基地局で複数のバスの信号を同時に扱う場合には、本来は各バスの信号毎に対応したバンドスロット（チャネル）の信号に周波数変換してから合成する必要があり、送信系としては図12に示す混合器250までの回路がバスの数だけ必要であるのに対し、本例の基地局の場合には、マルチプレクサ242以降の送信系の回路は1系統だけで良く、それだけ基地局の構成を簡単にすることができる。

【0081】次に、基地局で受信データを復調してデコードする構成の詳細を、図14を参照して説明する。アナログ／デジタル変換器220（図12のアナログ／デジタル変換器2201及び220Qに相当）で変換されたデジタルIデータ及びデジタルQデータを、バーストバッファ341を介して乗算器333に供給し、逆窓がけデータ発生回路343が outputする時間波形を乗算する。この時間波形としては、図4のAに示す形状の時間波形であるが、その長さTuを160μ秒として送信時よりも短い時間波形としてある。

【0082】そして、この時間波形が乗算された受信データを、FFT回路344に供給して高速フーリエ変換を行い、周波数軸と時間軸との変換処理を行い、1バンドスロット当たり6.25kHz間隔の22本のサブキャリアに変調されて伝送されたデータを時間軸が連続したデータとする。そして、この高速フーリエ変換されたデータを、デマルチプレクサ222に供給し、同時に多元接続される各端末装置の数だけ分割されたデータとする。ここで、本例のデマルチプレクサ222で分割する際には、その分割する周波数位置を150kHz単位で切換えられるようにしてあり、この切換えを制御することで、各端末装置から送信されるバースト信号の周波数切換えを行う。即ち、本例の場合には図16などで説明したように、周波数ホッピングと称されるバンドスロット単位での周波数の切換えを周期的に行うようにしてあるが、その受信側での周波数切換えを、デマルチプレクサ222での分割時の処理の切換えにより実現している。

【0083】そして、デマルチプレクサ222で分割されたそれぞれの受信データを、同時に多元接続される端末装置の数Nだけ設けられた乗算器351a, 351b … 351n に個別に供給し、それぞれの乗算器351a, 351b … 351n で逆ランダム位相シフトデータ発生回路352a, 352b … 352n が outputする逆ランダム位相シフトデータ（このデータは送信側のランダム位相シフトデータと同期して変化するデータ）を乗算し、それぞれの系で元の位相のデータに戻す。

【0084】そして、遅延検波回路353a, 353b … 353n に供給し、遅延検波させ、この遅延検波されたデータを4フレームディンターリーブバッファ354a, 354b … 354n に供給し、送信時に4フレ

21

ームにわたってインターリープされたデータを元のデータ配列とし、このデインターリープされたデータをビタビ復号化器355a, 355b…355nに供給し、ビタビ復号を行う。そして、ビタビ復号されたデータをデコードされた受信データとして後段の受信データ処理回路（図示せず）に供給する。

【0085】本例の基地局の場合には、復調処理の途中のデマルチプレクサ222で周波数ホッピングと称されるバンドスロットの切換え処理を含むデータの分割処理を行うことで、送信系の場合と同様に、受信系の構成を簡単することができる。即ち、本例のように基地局で複数のバスの信号を同時に扱う場合には、本来は各バスの信号毎に対応したバンドスロット（チャンネル）の信号を中間周波信号に周波数変換してから高速フーリエ変換までの処理を行って、各乗算器351a～351nに供給する必要があり、受信系としては図12に示す混合器215から復調部221までの回路がバスの数だけ必要であるのに対し、本例の基地局の場合には、デマルチプレクサ222の前段の送信系の回路は1系統だけで良く、それだけ基地局の構成を簡単にすることができます。

【0086】なお、上述実施例では示した周波数、時間、符号化率などの数値は一例を示したもので、上述実施例に限定されるものではない。また、変調方式についてもDQPSK変調以外の変調処理にも適用できることは勿論である。特に、上述実施例で説明した雑音電力の検出処理は、差動変調された信号を受信する各種方式に適用することができるものである。

【0087】また、上述実施例では雑音電力の推定値から回線品質を検出する処理や、ビタビ復号における軟判定値を得る処理などを、端末装置（移動局）側で行うようになつたが、基地局でも同様の処理で回線品質や軟判定値を得るようにして良いことは勿論である。

#### 【0088】

【発明の効果】本発明の受信方法によると、受信信号のレベル変動などに影響されない正確な雑音電力を検出できるようになる。

【0089】この場合、再び差動変調された信号と受信シンボルとの差を、2乗した後、平均化して伝送信号の雑音電力を検出するようにしたことで、簡単な処理で良好な雑音電力が得られる。

【0090】また、この2乗した後、平均化して伝送信号の雑音電力を検出する場合に、受信シンボルを2乗した後に平均化した値と、再び差動変調された信号と受信シンボルとの差を2乗した後に平均化した値との比較から、回線品質情報を得るようにしたことで、回線品質が簡単な処理で良好に検出できるようになる。

【0091】また、この比の値から回線品質情報を得る場合に、比の値に所定の減少関数を乗算した値を、回線品質情報をすることで、より良好な回線品質の情報が得られるようになる。

22

【0092】また、この減少関数を乗算した値を、ビタビ復号における軟判定値とするようにしたことで、良好な軟判定値が得られるようになる。

【0093】また、上述した処理で得た回線品質情報が、第1の値以下の場合に、送信電力過多であると判断し、第2の値以上の場合に、送信電力過少であると判断し、送信側に対する制御データを作成するようにしたことで、送信電力の制御が良好に行えるようになり、他の信号に対する干渉を抑えることができる良好な多重伝送が可能になる。

【0094】また、この場合に第1の値と第2の値と同じ値とするようにしたことで、送信側に送る制御データとしては基準となる値より上か下かの2種類のデータだけ良く、送信出力の制御が簡単な処理で行えるようになる。

【0095】また、上述した減少関数として複数用意し、検出した回線品質に応じて使用する減少関数を切換えるようにしたことで、そのときの伝送状態に応じたより良好な回線品質情報を得られるようになる。

【0096】また本発明の受信装置によると、受信信号のレベル変動などに影響されない正確な雑音電力を検出できる受信装置が得られる。

【0097】この場合、再び差動変調された信号と受信シンボルとの差を、2乗した後、平均化して伝送信号の雑音電力を検出する構成としたことで、簡単な構成の回路で良好な雑音電力が得られる。

【0098】また、この2乗した後、平均化して伝送信号の雑音電力を検出する場合に、受信シンボルを2乗した後に平均化した値と、再び差動変調された信号と受信シンボルとの差を2乗した後に平均化した値との比較から、回線品質情報を得るようにしたことで、回線品質が簡単な構成の回路で正確に検出できるようになる。

【0099】また、この比の値から回線品質情報を得る場合に、比の値に所定の減少関数を乗算した値を、回線品質情報をすることで、より良好な回線品質の情報が得られる構成とすることができる。

【0100】また、この減少関数を乗算した値を、ビタビ復号における軟判定値とするようにしたことで、良好な軟判定値が得られるようになる。

【0101】また、上述した構成で得た回線品質情報が、第1の値以下の場合に、送信電力過多であると判断し、第2の値以上の場合に、送信電力過少であると判断し、送信側に対する制御データを作成する制御手段を備えることで、送信電力の制御が良好に行えるようになり、他の信号に対する干渉を抑えることができる良好な多重伝送が可能になる。

【0102】また、この場合に第1の値と第2の値と同じ値とするようにしたことで、送信側に送る制御データとしては基準となる値より上か下かの2種類のデータだけ良く、送信出力の制御が簡単な構成で行えるよう

10

20

30

40

50

になる。

【0103】また、上述した減少関数として複数用意し、検出した回線品質に応じて使用する減少関数を切換える構成としたことで、そのときの伝送状態に応じたより良好な回線品質情報が得られるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例による端末装置の構成を示すブロック図である。

【図2】一実施例の端末装置のエンコーダの構成を示すブロック図である。

【図3】一実施例の端末装置の組み込み符号化器の構成例を示すブロック図である。

【図4】一実施例による窓がけデータの例を示す波形図である。

【図5】一実施例による伝送データ例を示す位相特性図である。

【図6】一実施例の端末装置のデコーダの構成を示すブロック図である。

【図7】一実施例による処理タイミングを示すタイミング図である。

【図8】一実施例による受信処理の雑音検出に関した部分を示すブロック図である。

【図9】一実施例による重みづけを行う状態を示す特性図である。

【図10】一実施例による制御データの生成状態を示す説明図である。

【図11】重みづけを切換える場合の例を示す特性図である。

【図12】一実施例による基地局の構成を示すブロック図である。

【図13】一実施例の基地局の変調処理を示すブロック図である。

【図14】一実施例の基地局の復調処理を示すブロック図である。

【図15】一実施例の伝送信号のスロット構成を示す説明図である。

【図16】一実施例のフレーム内の伝送状態を示す説明

図である。

【図17】一実施例によるセルの配置例を示す説明図である。

【図18】一実施例によるバンドスロットの配置例を示す説明図である。

【図19】CDMA方式の干渉状態を示す説明図である。

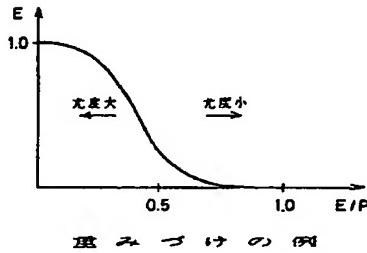
【図20】従来の雑音電力の検出構成例を示すブロック図である。

10 【符号の説明】

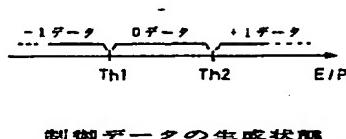
32 温度補償型基準発振器 (TCXO)、101 組み込み符号化器、102 4フレームインターリーブパッファ、104 ランダム位相シフトデータ発生回路、105 FFT回路 (高速フーリエ変換回路)、106 窓がけデータ発生回路、110 DQPSKエンコーダ、121 制御データセレクタ、123, 124, 125 制御データメモリ、133 逆窓がけデータ発生回路、134 FFT回路、136 逆ランダム位相シフトデータ発生回路、137 遅延検波回路、138

20 4フレームインターリーブパッファ、139 ピタビ復号化器、311a, 311b, 311n 組み込み符号化器、312a, 312b, 312n 4フレームインターリーブパッファ、314a, 314b, 314n ランダム位相シフトデータ発生回路、320a, 320b, 320n DQPSKデコーダ、331 マルチプレクサ、332 FFT回路、334 窓がけデータ発生回路、343 逆窓がけデータ発生回路、344 FFT回路、345 デマルチプレクサ、352a, 352b, 352n 逆ランダム位相シフトデータ発生回路、353a, 353b, 353n 遅延検波回路、354a, 354b, 354n 4フレームインターリーブパッファ、355a, 355b, 355n ピタビ復号化器、410 差動復調回路、431 シンボル判定回路、432 差動変調回路、433 減算器、434, 437 2乗回路、435, 438 平均化回路、436 比率算定回路、439 變動検出回路、440 重みづけ処理回路、441 雑音電力判定回路

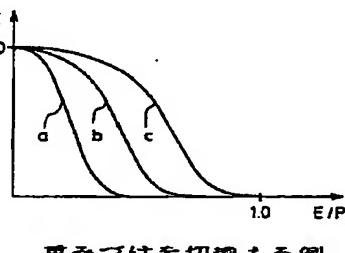
【図9】



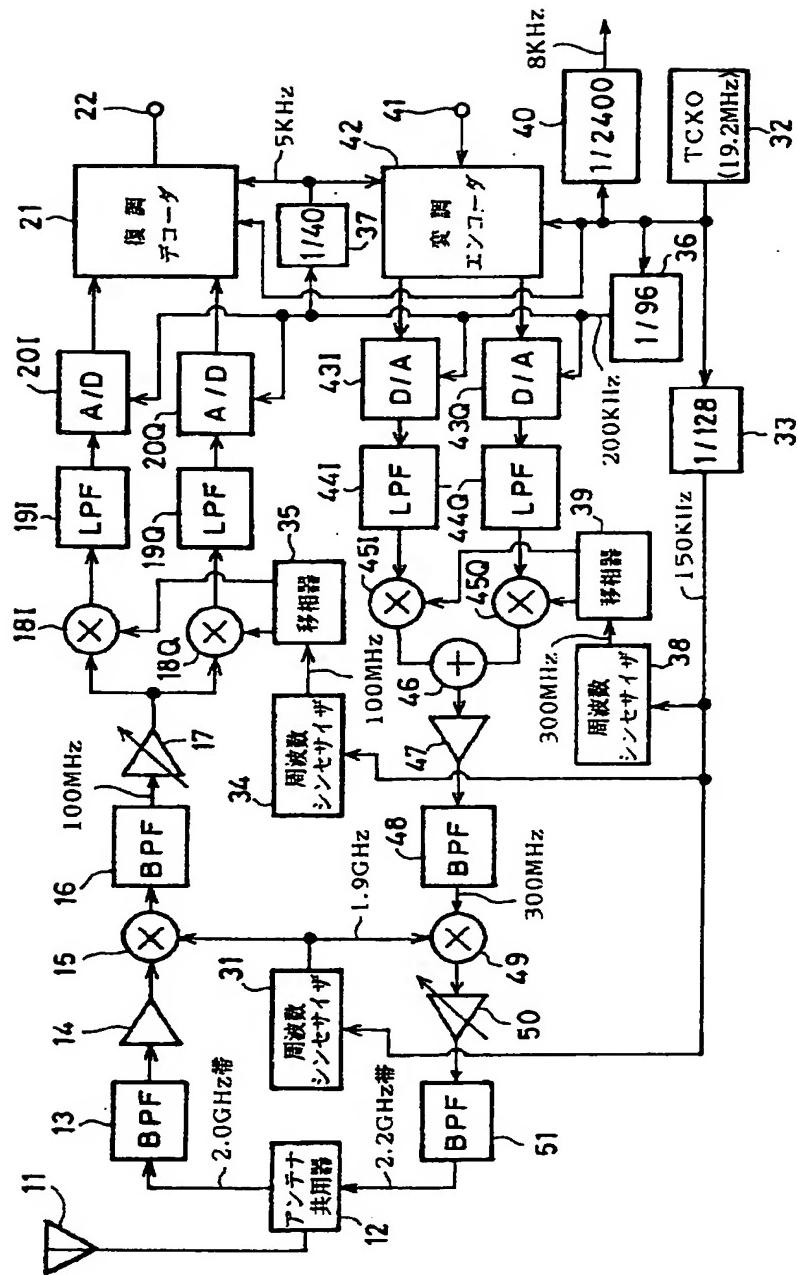
【図10】



【図11】

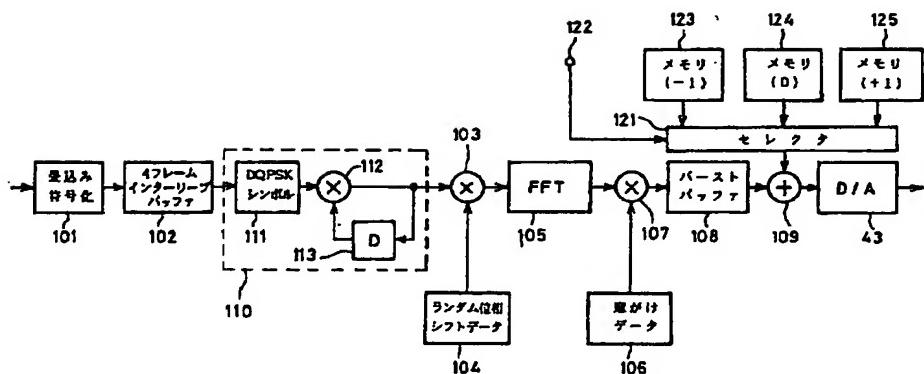


【図1】



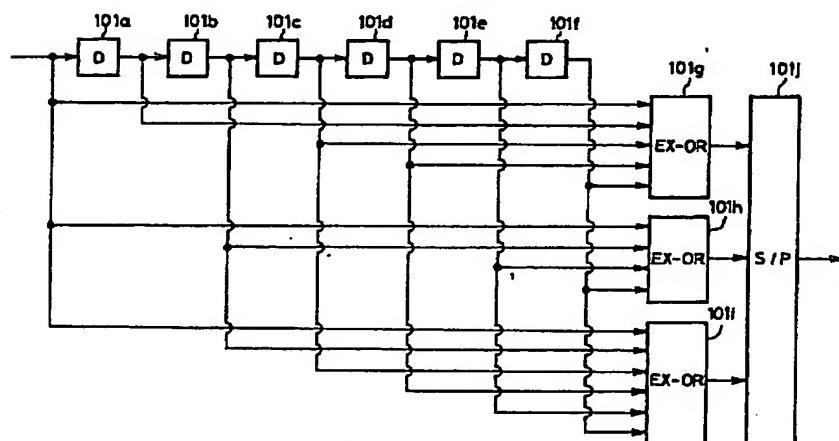
端末装置の構成

【図2】

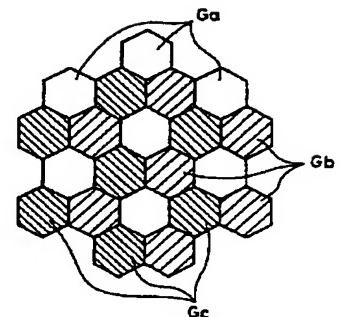


エンコーダの構成

【図3】



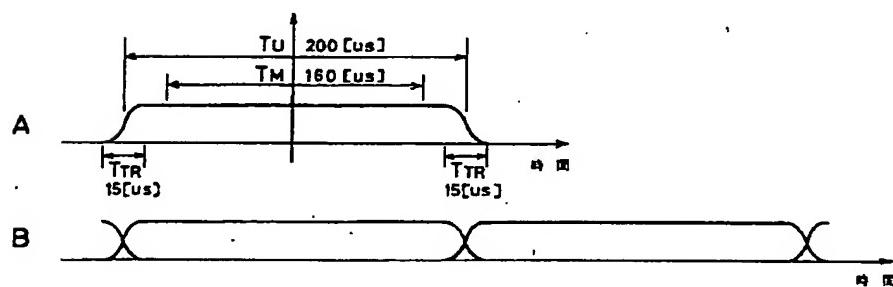
【図17】



セルの配賦例

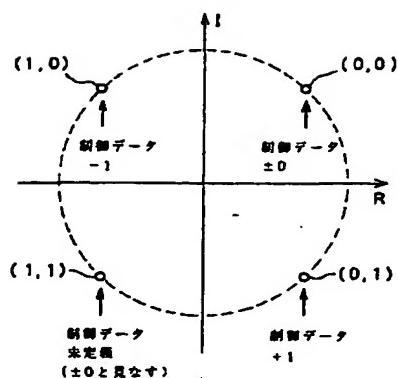
墨込み符号化器の例(K=7, R=1/3)

【図4】

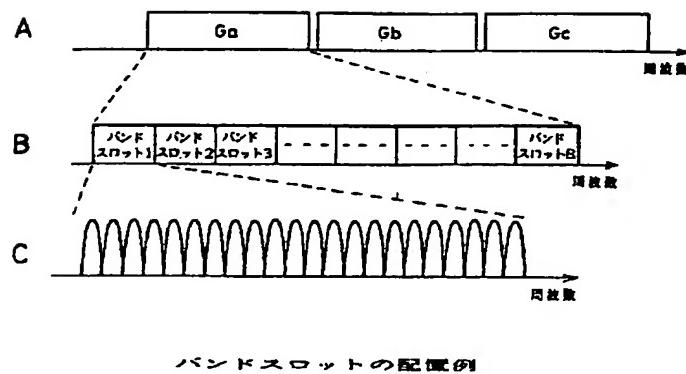


遮がけデータの例

[图 5]

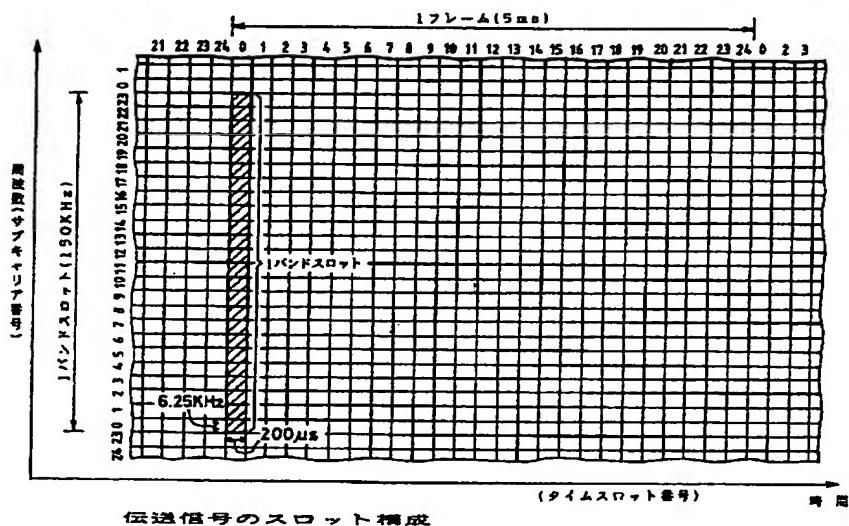


〔図18〕

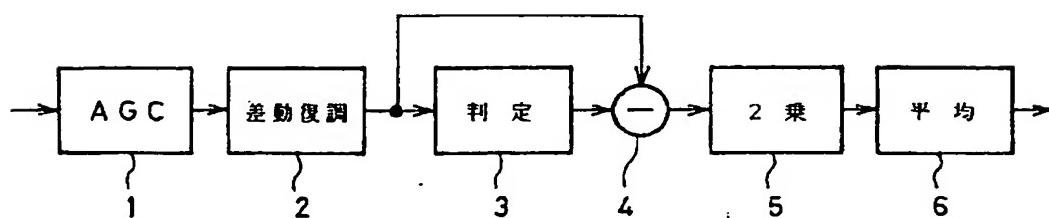


### 伝送データ例

【図15】

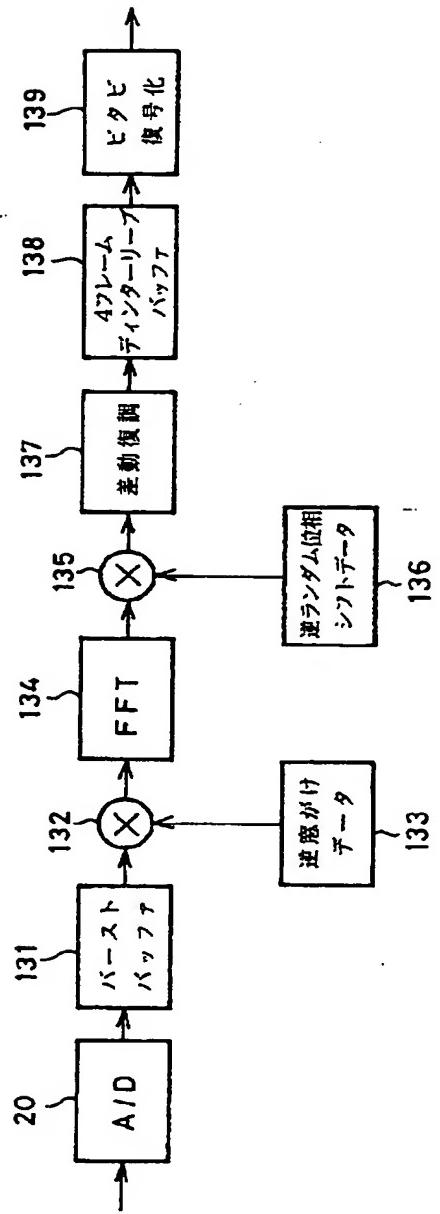


【四】



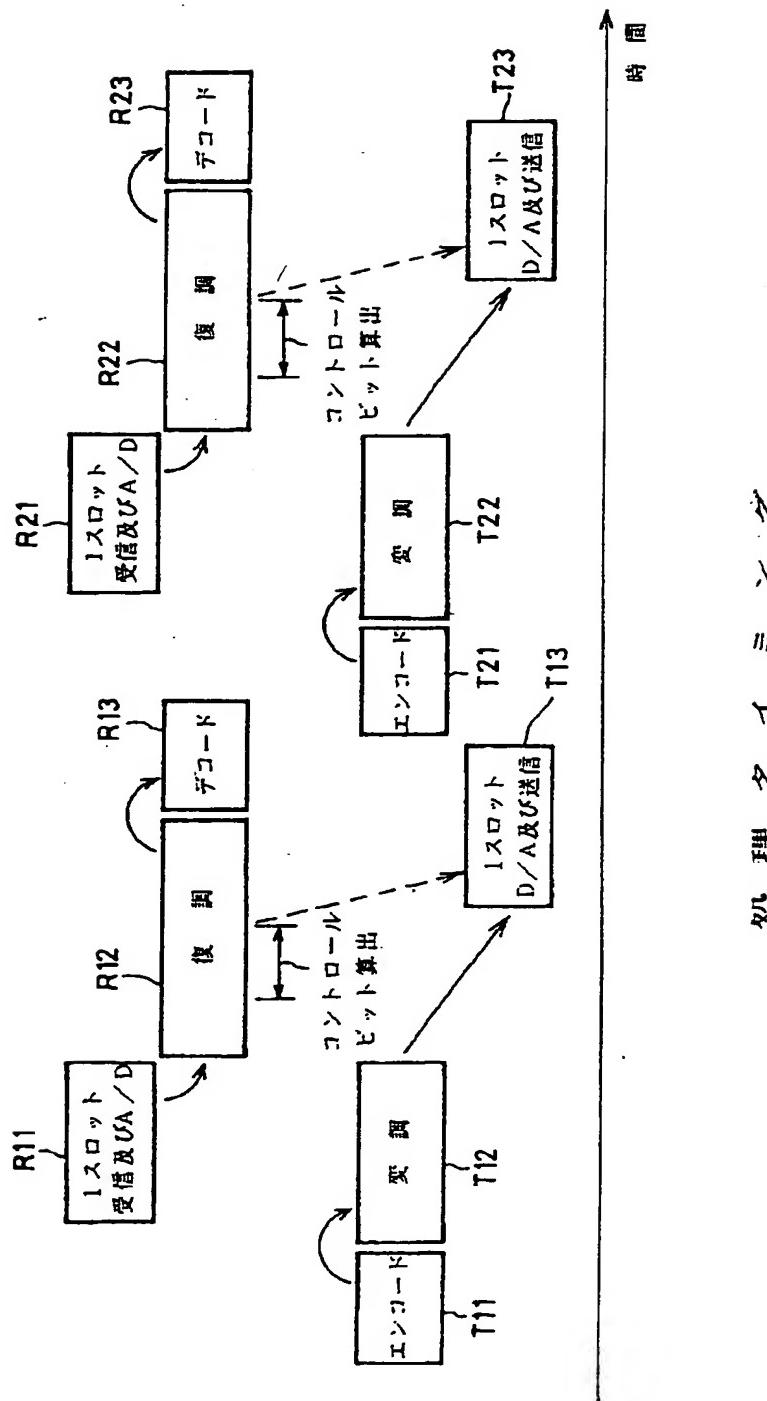
## 從來例

【図6】

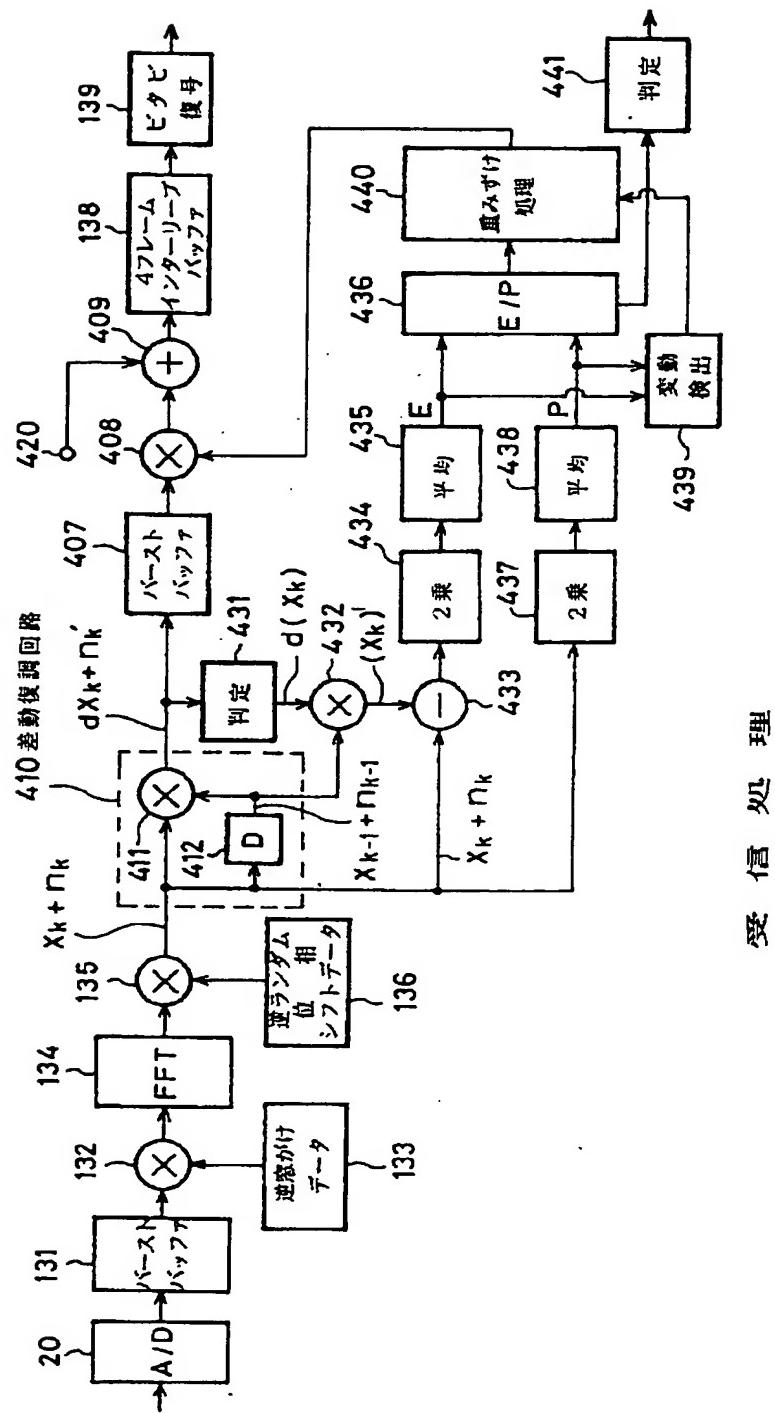


データ構成

【図7】

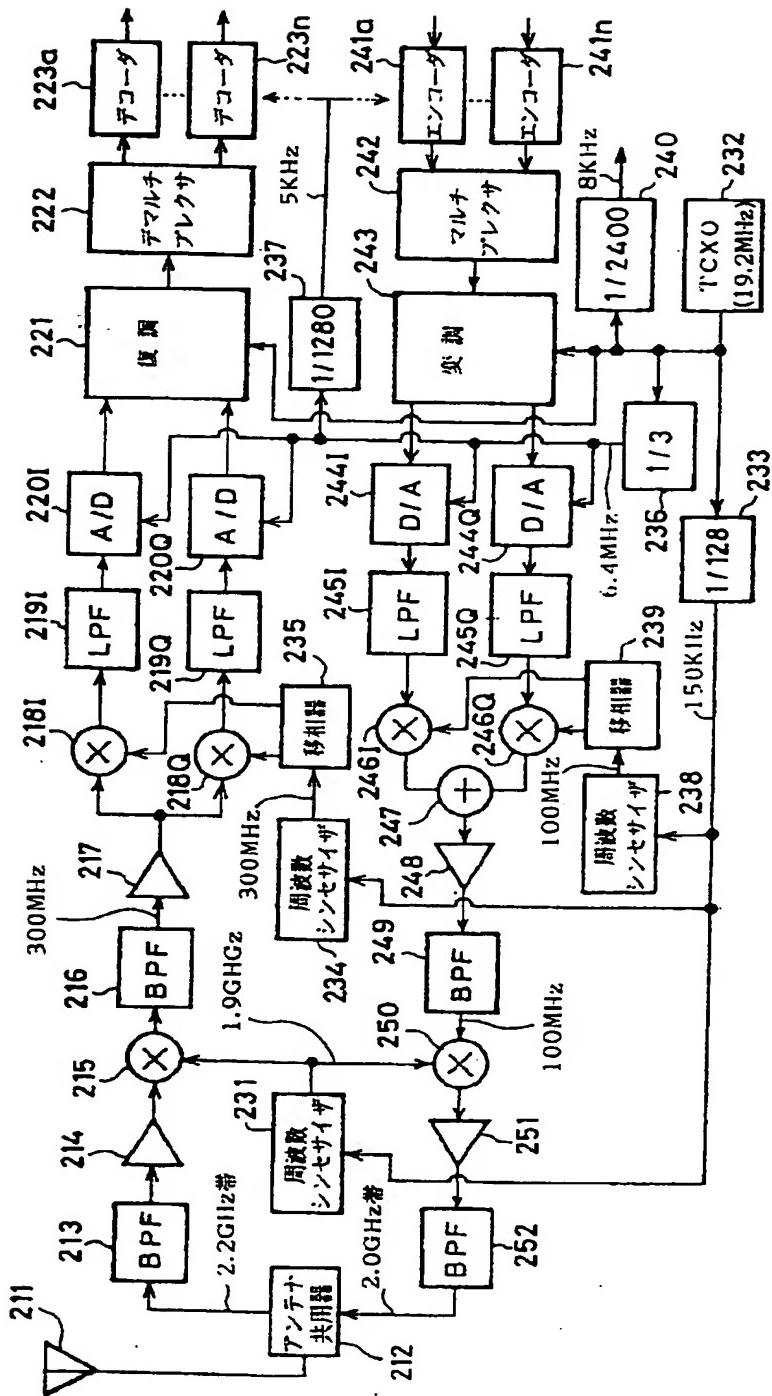


[図8]



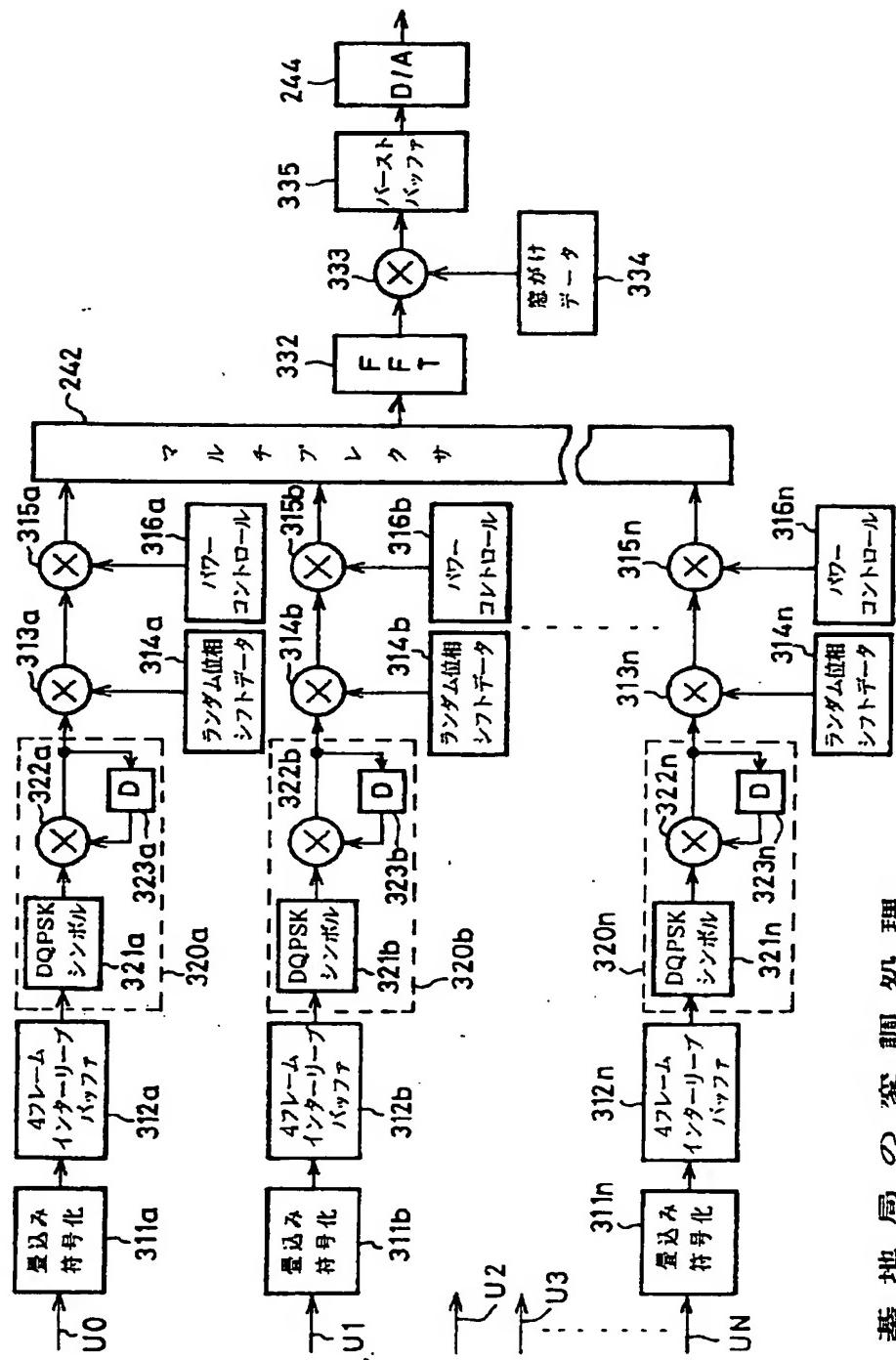
理處信受

【図12】



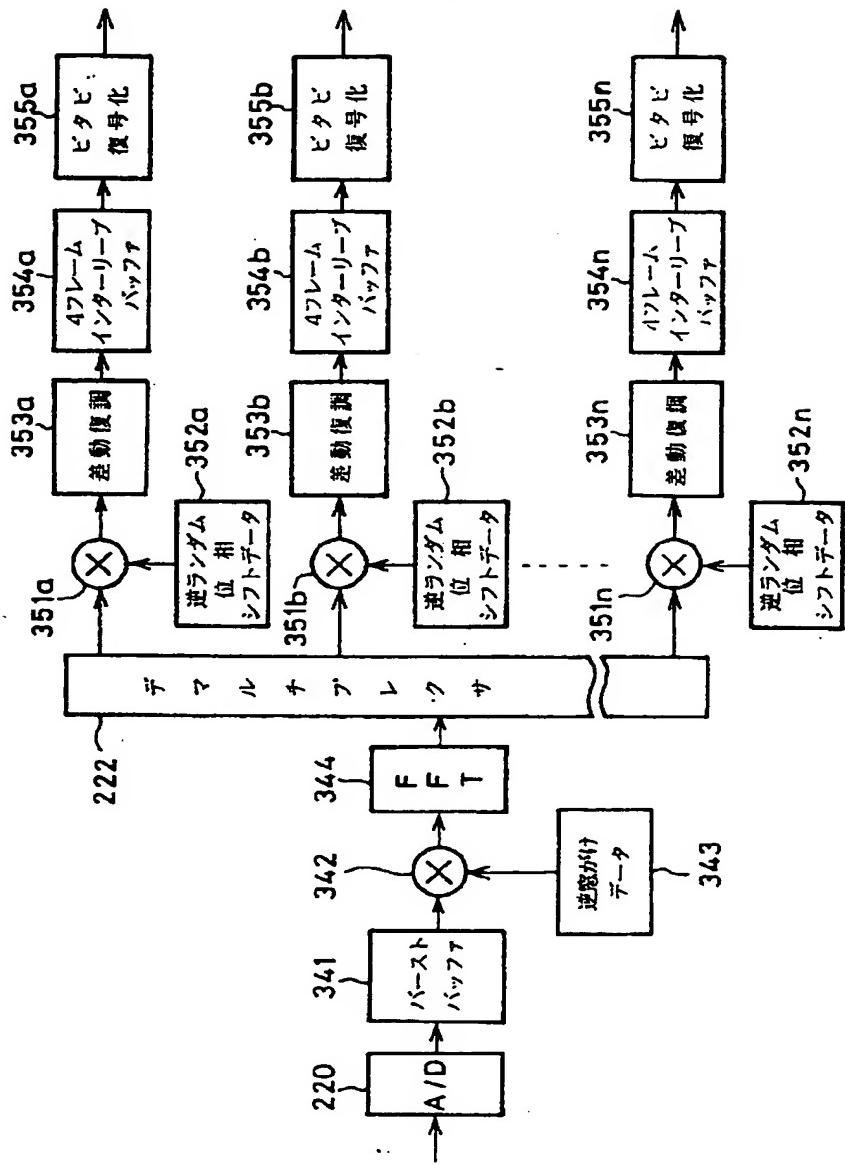
基地局の構成

【図13】



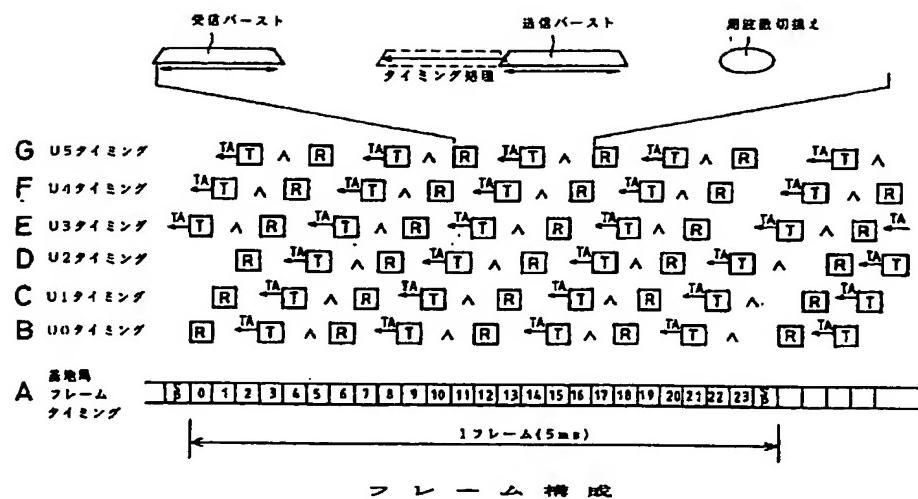
基地局の変調処理

【図14】

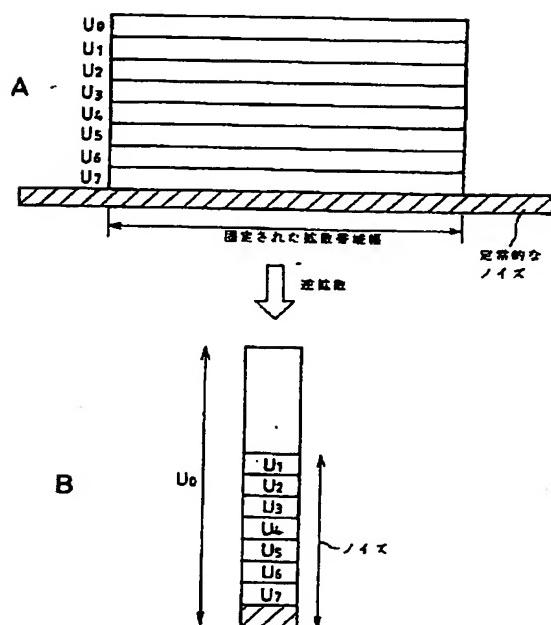


基 地 局 の 復 調 处 理

【图16】



[图19]



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**